

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Offenlegungsschrift
10 DE 196 18 561 A 1

51 Int. Cl.⁸:
H 04 B 1/69
H 04 J 13/02
H 04 N 7/12

R.W.

DE 196 18 561 A 1

21 Aktenzeichen: 196 18 561.0
22 Anmeldetag: 9. 5. 96
43 Offenlegungstag: 13. 11. 97

71 Anmelder:
IAF Institut für angewandte Funksystemtechnik
GmbH, 38106 Braunschweig, DE

74 Vertreter:
Hiebsch und Kollegen, 78224 Singen

72 Erfinder:
Jung, Michael, 38106 Braunschweig, DE

54 Verfahren und Vorrichtung zum Verarbeiten eines Multiträger-Empfangssignals

57 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum kontinuierlichen Verarbeiten eines Multiträger-Empfangssignals (S'), welches als Symbol einer Mehrzahl von benachbarten Trägersignalen aufgebaut ist und über einen mit einem Übertragungsfaktor (H) beschreibbaren Übertragungskanal übertragen wird, mit den Schritten:

- Erzeugen eines Referenz-Übertragungsfaktors (H_{ref}) für einen Referenzträger des Multiträger-Empfangssignals;
- Ermitteln von Übertragungsfaktor-Schätzwerten für den Referenzträger im Referenzbereich benachbarte Nutzsignalträger des Multiträger-Empfangssignals durch Filterung des Referenz-Übertragungsfaktors und
- Verwenden des Übertragungsfaktor-Schätzwerts zum Ermitteln eines von Einflüssen des Übertragungskanals i. w. bereinigten Nutzsignals (S), wobei das Ermitteln der Übertragungsfaktor-Schätzwerte die Schritte aufweist:
 - Filtern des Referenz-Übertragungsfaktors mit einer in Frequenzrichtung wirkenden Tiefpaßeinrichtung und
 - Rückkoppeln eines Ausgangssignals der Tiefpaßeinrichtung zum Erreichen einer zusätzlich in Zeitrichtung wirksamen Tiefpaßfilterung des Differenz-Übertragungsfaktors.

DE 196 18 561 A 1

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Verarbeiten eines Multiträger-Empfangssignals nach dem Oberbegriff des Patentanspruches 1 sowie eine Vorrichtung nach dem Oberbegriff des Patentanspruches 5, die zum Durchführen eines solchen Verfahrens geeignet ist.

Die vorliegende Erfindung ist insbesondere auf digitale Multiträgerverfahren in der terrestrischen Signalübertragung anwendbar, wobei derartige digitale Übertragungsmethoden beispielsweise zur digitalen (Fernseh-) Bildübertragung benutzt werden können.

Ein solches digitales Multiträgerverfahren ist beispielsweise das OFDM-Verfahren (Orthogonal Frequency Division Multiplex), welches in der terrestrischen, digitalen Bildübertragung vorteilhafte Eigenschaften im Hinblick auf Störresistenz besitzt. In dem Aufsatz "OFDM-Übertragungsverfahren für den digitalen Fernsehgrundfunk", Rundfunktechnische Mitteilungen, 37. Jahrgang (1993), Heft 6, Seiten 260 bis 270, ist dieses OFDM-Übertragungsverfahren detailliert beschrieben, und die Offenbarung dieser Druckschrift soll als vollumfänglich in die vorliegende Patentanmeldung einbezogen gelten.

Die grundsätzliche Idee eines Multiträger-Verfahrens besteht darin, einen breitbandigen Übertragungskanal in mehrere schmalbandige Kanäle aufzuteilen; beispielsweise wird gemäß DVB-T (Digital Video Broadcast — terrestrial) Standard ein 8 Mhz-Fernsehskanal in 2048 (1705 belegt) bzw. 8192 (6817 belegt) schmalbandige Einzelkanäle aufgeteilt. Innerhalb dieser 8 Mhz-Bandbreite befindet sich dann diese Anzahl von digital modulierten Subträgern, die jeweils orthogonal aufeinander stehen. Jeder belegte dieser Träger wird digital moduliert, z. B. mit Modulationsverfahren wie 64 QAM (Quadratur-Amplituden-Modulation), 16 QAM, 4 QPSK (Quadratur Phase Shift Keying).

Jede dieser Modulationsarten ist ein kohärentes Modulationsverfahren, daher muß im Empfänger die Trägerphase jedes einzelnen Subträgers wiederhergestellt werden. Dabei wird zur Erzeugung der Subträger das Verfahren der diskreten Fouriertransformation mit Hilfe des FFT-Algorithmus verwendet (FFT = Fast Fourier Transformation): Für die Modulation der einzelnen Träger wird ein komplexes Modulationssignal (IQ) in die FFT eingespeist.

Der Sender sendet dann für einen bestimmten Zeitraum ein Signal, welches aus der Überlagerung der Zeitsignale aller Subträger besteht; dieses Signal wird als OFDM-Symbol bezeichnet.

Empfängsseitig stellt der Empfänger wiederum ein komplexes Signal für die digitale Weiterverarbeitung (IQ-Demodulation) zur Verfügung; allerdings muß der Empfänger nun vor der eigentlichen Demodulation — für die Rückgewinnung der übertragenen Daten — den Einfluß des Übertragungskanals rückgängig machen. Dabei gilt:

$$S' = S \times H \quad (1)$$

wobei S das komplexe Sendesymbol ist, S' das im Übertragungskanal beeinflusste Empfangssignal darstellt und mit H der komplexe Kanalübertragungsfaktor beschrieben wird. H erfaßt beispielsweise den Einfluß des Übertragungskanals durch Dämpfung oder individuelle Phasendrehungen, wobei jeder einzelne der Subträger einem individuellen Übertragungsfaktor H unterworfen

ist.

Die Feststellung dieser Kanaleinflüsse und damit die Bereitstellung des komplexen Übertragungsfaktors H ist Aufgabe der sog. Kanalschätzung — sie muß für jeden Subträger einen komplexen, Phasendrehung sowie Dämpfung erfassenden Korrekturfaktor zur Verfügung stellen, damit die Vielzahl der auf den einzelnen Subträgern übermittelten Information jeweils korrekt zurückgewonnen werden kann.

Zur Feststellung und Berechnung der Korrekturfaktoren (entsprechend jeweiligen komplexen Kanalübertragungsfaktoren H_i) werden sowohl in zeitlicher Richtung als auch in spektraler Richtung (Frequenzrichtung) sog. Referenzträger eingefügt — diese sind unmoduliert, also nicht mit Nutzdaten belegt. Empfängerseitig kann nun durch entsprechende Synchronisation festgestellt werden, wann auf welchen Subträgern eine solche Referenz übertragen wird, und aus der Abweichung von empfangenem Referenzträger (S'_{ref}) zu gesendetem Referenzträger (S_{ref}) wird nun mittels der Kanalschätzung für diesen betreffenden Subträger der Korrekturfaktor (Referenz-Übertragungsfaktor H_{ref}) berechnet.

In einem letzten Schritt wird dann, ausgehend von diesen in Zeit- und in Frequenzrichtung in regelmäßigen Abständen vorgesehenen Referenz-Korrekturwerten (H_{ref}), eine Interpolations- bzw. Filtertechnik eingesetzt, um für die (sowohl zeitlich als auch in Frequenzrichtung) zwischen den Referenzträgern liegenden Subträger (mit dem Nutzsignal) die jeweils zugehörigen Subträger-Übertragungsfaktoren H_i zu ermitteln.

Aus dem Stand der Technik sind verschiedene Ansätze bekannt, die zwischen den Referenzwerten (nachfolgend auch "Stützwerte" genannt) liegenden (Nutzsignal-) Übertragungsfaktoren zu ermitteln. Da sowohl der Real- als auch der Imaginärteil des komplexen Empfangsvektors eine Tiefpaßcharakteristik besitzt, können diese Bestandteile (Real-/Imaginärteil) getrennt voneinander gefiltert werden, so daß beispielsweise bei aus dem Stand der Technik bekannten Vorrichtungen Übertragungsfaktoren für sämtliche Subträger mittels einer Tiefpaßfilterung im Frequenzbereich ermittelt werden. Dabei ist es nicht unüblich, vor dieser Tiefpaßfilterung im Grenzbereich das Signal noch einer zeithereichsbezogenen Tiefpaßfilterung zur Rauschunterdrückung zu unterziehen.

Allerdings wird eine solche Tiefpaßverarbeitung der komplexen Übertragungsfaktoren bislang nur aufwendig durch rechnerische Verarbeitung der Signale bewirkt, wobei insbesondere im Fall der Filterung im Zeit- und im Frequenzbereich diese Verarbeitung das Vorsehen von komplexen Zwischenspeichern notwendig macht; insoweit also Herstellungsaufwand und letztendlich die Kosten einer Vorrichtung zur Durchführung dieses Verfahrens nicht unbeträchtlich beeinflusst werden.

Darüber hinaus ist es möglich — mit teilweise beträchtlichem Rechenaufwand — eine Schätzung der komplexen Kanalübertragungsfaktoren für die zwischen den (Referenz-) Stützstellen liegenden (Nutz-) Subträger durch Verfahren der Interpolation, der FFT- bzw. IFFT (Inversen-FFT) durchzuführen, oder aber auf sog. Decision-Feedback-Lösungen zurückzugreifen. Allerdings ist all diesen Verfahren ein großer technischer Aufwand gemeinsam, der sich letztendlich in den Stückkosten der empfangsseitigen Module niederschlagen wird.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es daher, ein Verfahren zum Verarbeiten eines Multiträger-Emp-

fangssignals — genauer ein Verfahren zur Kanalschätzung bzw. zur Korrektur von Empfangsdaten entsprechend dem Ergebnis einer Kanalschätzung — zu schaffen, das im Hinblick auf Leistungsfähigkeit verbessert und insbesondere einfacher und mit weniger Aufwand durchzuführen ist.

Die Aufgabe wird durch das Verfahren nach dem Patentanspruch 1 gelöst.

Vorteilhaft macht dabei das Verwenden des (digitalen) Tiefpaßfilters zur Behandlung des Speicherinhaltes bzw. des dort eingegebenen, komplexen Referenzträger-Übertragungsfaktors sowie das nachfolgende, iterative Zurückschreiben des gefilterten Real- bzw. Imaginärteils, verbunden mit einem versetzten Einschreiben aktualisierter (Referenz-) Übertragungsfaktoren in den Speicher, das zusätzliche Vorsehen eines im Zeitbereich wirkenden Tiefpaßfilters unnötig, so daß der Hardware- bzw. der Rechenaufwand beträchtlich vermindert werden kann.

Bevorzugt besteht das Multiträger-Empfangssignal aus eingangs beschriebenen OFDM-Symbolen, die nach einem festen, international vereinheitlichten Standard aufgebaut sind.

Ferner wird die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabe durch die Vorrichtung nach dem Patentanspruch 5 gelöst. Diese Vorrichtung ist insbesondere zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Patentansprüche 1 bis 4 geeignet.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen beschrieben.

Weitere Vorteile, Merkmale und Einzelheiten der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen sowie anhand der Zeichnung; diese zeigt in

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer empfängerseitigen Baugruppe einer digitalen Multiträger-Übertragungsvorrichtung, mit welcher das erfindungsgemäße Verfahren verdeutlicht werden kann;

Fig. 2 ein Schemadiagramm des OFDM-Symbolstandards, mit welchem die Positionen der Referenzträger in Zeit- und spektraler Richtung festgelegt sind;

Fig. 3 eine Gegenüberstellung der Kanalübertragung bei idealer (optimaler Kanalschätzung) und einfacher (simpler) Kanalschätzung;

Fig. 4 ein Diagramm mit der Kanalübertragung bei zusätzlich durchgeführter Tiefpaßfilterung in Frequenzrichtung zur Interpolation;

Fig. 5 die Darstellung der Sprungantwort des erfindungsgemäß eingesetzten, rückgekoppelten Tiefpaßfilters;

Fig. 6 die Übertragungsfunktion des Filters in Zeitrichtung;

Fig. 7, 8 Übertragungsfunktionen des erfindungsgemäß eingesetzten Filters in spektraler Richtung; und

Fig. 9 die Darstellung der Kanalübertragung mit erfindungsgemäß durchgeführtem Verfahren zur Kanalschätzung im Vergleich zur optimalen Kanalschätzung bzw. zur reinen Tiefpaß-Filterung im Frequenzbereich.

Anhand des Blockschaltbildes in Fig. 1 wird nunmehr das Grundprinzip des erfindungsgemäßen Korrektur- bzw. Kanalschätzverfahrens sowie dessen strukturelle (funktionale) Realisierung beschrieben.

Eine digitale Prozessoreinheit (Multiprozessor) 10 empfängt als Eingangssignal das komplexe Empfangssymbol S'_{ref} mit Real- und Imaginärteil, wie es vom benutzten Datenübertragungskanal bereitgestellt wird. Darüber hinaus verarbeitet die Prozessoreinheit 10 das ergänzend vorliegende komplexe Sendesymbol S_{ref} des

Referenzkanals, welches in der Figur symbolisch eingezeichnet ist, im Ausführungsbeispiel jedoch in der Einheit 10 intern gespeichert ist.

Vom Prozessor 10 wird der komplexe Referenz-Übertragungsfaktor H_{ref} wie folgt berechnet:

$$H_{ref} = S'_{ref}/S_{ref} \quad (2)$$

H_{ref} wird in Real- und Imaginärteil getrennt herausgeführt und in einer Speichereinheit 12 — die im vorliegenden Fall als Zweiportspeicher ist — abgelegt und für die weitere Bearbeitung bereitgestellt.

Der Speicher 12 ist zur Aufnahme eines (komplexen) OFDM-Symbols eingerichtet, wie in Fig. 2 dargestellt: Für den Fall, daß das eingesetzte OFDM-Verfahren den breitbandigen 8 Mhz-Fernsehsenderkanal in 8192 (8 k) schmalbandige Einzelkanäle mit jeweiligem Subträger aufteilt, hat ein solches Symbol im Frequenzbereich (horizontale Achse der Fig. 2) eine Breite von 8192 Subträgern. Jeder zwölfte dieser Subträger (also bei Symbol 0 die Positionen 0, 12, 24 usw.) sind als Referenzträger im oben beschriebenen Sinne realisiert: Während im Symbol 0 die Subträger 1 bis 11, 13 bis 23 usw. mit Nutzdaten moduliert sind, bleiben die Referenzträger der Positionen 0, 12, 24 usw. für den Zweck der Kanalschätzung (bzw. der Bestimmung der Kanalübertragungsfunktionen der Subträger) unmoduliert.

Entsprechend weist der Speicher 12 im beschriebenen Beispiel 8192 (8 k) komplexe Speicherplätze auf, um ein vollständiges Symbol (Zwischen-)speichern zu können.

Wie sich ferner aus der Fig. 2 ergibt, sind die Positionen der Referenzträger bei nachfolgenden OFDM-Symbolen jeweils um einen vorbestimmten Abstand (im Frequenzbereich) zu den Positionen des vorhergehenden Symbols versetzt: So liegen nunmehr die Referenzträger des nachfolgenden OFDM-Symbols 1 nicht mehr an den Positionen 0, 12, 24 ..., sondern an den Positionen 3, 15, 27 ..., und entsprechend weiter versetzt sind dann die Referenzträger der nachfolgenden Symbole 2, 3 usw.

Wie in Fig. 1 gezeigt, wird jeweils der Real- bzw. der Imaginärteil eines Speicherplatzes mittels eines digitalen Tiefpaß-Filters (sog. FIR-Filter) 14, 16 gefiltert, wobei die Filter 14, 16 neben ihrer im Frequenzbereich wirkenden, digitalen Filterwirkung (FIR = Finite Impulse Response) als rekursiv — rückgekoppelte Filter zusätzlich geschaltet sind (IIR = Infinite Impulse Response). Wie in Fig. 1 gezeigt, wird der Ausgang des jeweiligen IIPFIR-Filters 14, 16 zum (Zweiport-) Speicher 12 zurückgeschleift, so daß gemäß der Tiefpaß-Filterfunktion die einer jeweiligen Referenzposition benachbart liegenden Speicherpositionen (bzw. deren Inhalte) mit dem Filterwert überschrieben werden.

Durch Wirkung einer Steuer- bzw. Adreßlogik 18, die das Zusammenwirken zwischen Prozessoreinheit 10, Speicher 12 und den Filtern 14, 16 steuert, findet diese (rekursive) Filterverarbeitung durch die Filter 14, 16 für alle Speicherplätze des Speichers 12 (im vorliegenden Beispiel 8192) statt, es wird also ein Symbol der OFDM-Symbolfolge abgearbeitet.

Neben dem rekursiven Zurückschreiben der Filterwerte in den Speicher 12 findet allerdings durch Wirkung der Steuer- bzw. Adreßlogik 18 auch ein Auslesen eines konkreten (komplexen) Kanalübertragungsfaktors (Schätz-)wertes entsprechend dem aktuell gespeicherten Wert statt, um diesen komplexen Übertragungswert mit Hilfe eines Komplexmultiplizierers 20 mit dem empfangenen, komplexen Nutzdatensignal S' gemäß Gleichung (1) zu verknüpfen, so daß das reine, um Kanalein-

flüsse berichtigte Sendesignal S' zurückgenommen werden kann. Ein im Pfad zwischen dem komplexen Nutzdateneingang und dem Komplexmultiplizierer 20 liegender Speicher bzw. Puffer 22 dient dazu, das eingehende, verzerrte Nutzsignal S' um eine Zeitperiode zu verzögern, die die vorbeschriebene Anordnung aus Prozessoreinheit 10, Speicher 12, Filtern 14, 16 und Steuerlogik 18 benötigt, um ein vollständiges OFDM-Symbol abzuarbeiten. Da die Verarbeitung in Echtzeit (On-Line) erfolgt, sorgt der Puffer 12 für eine Verzögerungszeit, die in etwa der Verarbeitungszeit eines OFDM-Symbols entspricht.

Das vom Ausgang des Komplexmultiplizierers 20 bereitgestellte, entsprechend dem ermittelten (geschätzten) Kanal-Korrekturwert H bereinigte Signal S steht dann zur weiteren Bearbeitung, beispielsweise zur Demodulation entsprechend dem gewählten Modulationsverfahren, bereit.

In Verbindung mit der in Fig. 2 gezeigten, versetzten bzw. gestuften Anordnung der Referenzträger in aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen erlaubt so das rekursive Zurückschreiben von Real- bzw. Imaginärteil des von den Filtern 14, 16 gefilterten Speichersignals eine (rekursiv erzeugte) Tiefpaßfilterung in zeitlicher Richtung mit der entsprechenden Rauschreduktion, ohne daß ein weiterer entsprechender Filteralgorithmus explizit berechnet werden müßte. Am Ausgang der Filter 14, 16 stehen nämlich nach der Durchführung der Filterung bzw. nach einer Einschwingzeit die jeweiligen Kanalkorrekturkoeffizienten für ein Zurückschreiben zur Verfügung, die im — ja nur ein Symbol breiten — Speicher 12 insoweit erhalten bleiben, als bei einer Bearbeitung des nachfolgenden Symbols wiederum nur die konkreten Referenz-Kanalübertragungswerte H_{ref} (an nunmehr versetzten Stellen) ein- bzw. überschrieben werden; die übrigen Speicherwerte behalten ihren durch die Filter 14, 16 erzeugten Wert. Durch den zyklischen Versatz der Positionen der Referenzträger im Speicher 12 wird so beim Abarbeiten aufeinanderfolgender OFDM-Symbole eine Rekursion erzeugt, die die erwünschte, vorteilhafte zeitliche Tiefpaß-Filterwirkung zeigt.

Anhand der nachfolgenden, konkreten Beschreibung von Simulationen der konkreten Erfindung einerseits und alternativer Kanalschätzungsverfahren andererseits werden die erfindungsgemäß erreichten Vorteile noch deutlicher:

Innerhalb eines in Fig. 2 gezeigten OFDM-Symbols — dessen Positionen bzw. Zusammensetzung in der Art eines internationalen Standards festgelegt ist — wird die Übertragungsfunktion im spektralen Abstand von 12 Subträgern abgetastet. In zeitlicher Richtung liegen die Stützstellen im zeitlichen Abstand von 4 Symbolen. Daraus läßt sich die nach dem Abtasttheorem maximale Echolaufzeit τ_{max} und die maximale Dopplerfrequenz f_{Dmax} für schwach zeitvariante Kanäle durch folgende Formeln ableiten:

$$\tau_{max} = 1/(n F_{sub}),$$

$$f_{Dmax} = 1/(2n_t t_s), \text{ wobei}$$

n = Anzahl der Subträger zwischen zwei Referenzträgern,

F_{sub} = spektraler Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Subträgern,

n_t = zeitlicher Abstand zwischen zwei Referenzträgern und

t_s = Sendesymboldauer.

Diese maximale Echolaufzeit ist ein möglicher (nachteiliger) Einfluß auf die Kanalübertragungsfunktion und bewirkt Einbrüche im Leistungsdichtespektrum des Nutzsignals.

Die beiden orthogonalen Basisbandkomponenten (Realteil; Imaginärteil) des Empfangssignals können als echte Tiefpaßsignale betrachtet werden. Die Kanalübertragungsfunktion ist jedoch statisch, also zeitinvariant. Die Einbrüche im Leistungsdichtespektrum befinden sich daher in zeitlicher Richtung betrachtet, immer im gleichen Frequenzband.

Hingegen macht sich der Dopplereffekt als Einfluß auf die Kanalübertragungsfunktion zunächst als eine spektrale Verschiebung des Empfangsspektrums um die Dopplerfrequenz bemerkbar. Dieser Effekt wird durch die Trägerregelung des Empfängers ausgeglichen. Tritt dopplerbehafteter Mehrwegeempfang auf, so ist die Kanalübertragungsfunktion zeitvariant. Der durch ein Echo verursachte spektrale Einbruch 'durchläuft' das Spektrum. Dadurch ergibt sich bei der Betrachtung des Empfangsvektors sowohl eine permanente Rotation des Vektors in Zeit- als auch in Frequenzrichtung.

Die maximale Dopplerfrequenz ergibt sich aus dem Abstand der Stützstellen in zeitlicher Richtung, wobei sich für die 2K-FFT ergibt:

$$\tau_{max} 74,4 \mu s (> \text{Guard intervall bei } 1/4)$$

$$f_{Dmax} 443 \text{ Hz}$$

Neben dieser durch den Kanal verursachten Verzerrung der Empfangsvektoren gibt es noch weitere wesentliche Störgrößen, die Berücksichtigung finden müssen. Zu diesen zählen u. a.:

Störmodulation des Trägers (Phasenrauschen),
zu niedrige Spiegelfrequenzunterdrückung,
Frequenzregelung des Empfängers,
Abtasttaktregelung des Empfängers,
Positionierung des FFT-Fensters usw.

Der Einfluß dieser Größen sollte zumindest abgeschätzt werden.

Vor der Untersuchung verschiedener Kanalschätzungen und einem Vergleich mit dem erfindungsgemäßen Verfahren wird vorab die Referenz festgelegt.

Es wird die Bitfehlerrate BER über dem S/N (Signal-to-noise-ratio = Signal/Rauschverhältnis) für eine 64 QAM ermittelt. Dabei wird die Kanalübertragungsfunktion mit $H(f) = 1$ angenommen; diese Kurve stellt dann die theoretisch beste Übertragung für den uncodierten Fall dar, also ohne Fehlerschutz. Das Rauschen wird als gaußverteilt angenommen (AWGN-Kanal). Alle entstehenden Übertragungsfehler sind dann ausschließlich auf das S/N zurückzuführen. Die so gewonnene Kurve wird dann als Referenz für alle weiteren Untersuchungen herangezogen und die 'Leistungs-Verluste' hierauf bezogen.

Da die Abtastwerte der Kanalübertragungsfunktion in der Regel verrauscht in der Kanalschätzereinheit vorliegen, hängt die Qualität der Schätzung von der zu erreichenden Rauschminderung auf den Stützstellen ab.

Zu Beginn wird das Prinzip der sog. simplen Kanalschätzung beschrieben.

Die eingefügten Referenzträger besitzen im dargestellten Beispiel die gleiche Leistung wie die Nutzdaten-träger (mittlere Leistung der Nutzträger); allerdings kann diese auch variabel sein (z. B. um 3 dB erhöht gemäß Standard).

Die einfachste Kanalschätzung besteht darin, die Übertragungsfunktion an den Positionen der Referenz-

träger zu bestimmen. Die jeweils direkt benachbarten Träger erhalten die Korrekturfaktoren, die an der Stützstelle berechnet wurden. Die Übertragungsfunktion wird also in Frequenzrichtung in 3-Trägergruppen quantisiert. Diese Dreiergruppen werden dann im zeitlichen Abstand von 4TS (Symboldauer) einfach durch die neuen Korrekturfaktoren ersetzt, dadurch ergibt sich eine Quantisierung der Übertragungsfunktion in zeitlicher und in Frequenzrichtung. Der Verlust gegenüber der optimalen Kanalentzerrung im AWGN (AWGN = Additive White Gaussian Noise) Kanal, der sich allein auf das S/N auf den Stützstellen zurückzuführen läßt, ist in Fig. 3 gezeigt.

Der Verlust im S/N beträgt, wie gezeigt, 3–4 dB. Damit ist die 64 QAM mit dieser Art der Kanalschätzung vergleichbar mit der 64 DAPSK im AWGN-Kanal.

Einer Phasendrehung der einzelnen Träger in Frequenzrichtung kann dieser Algorithmus also nur bedingt folgen. Um diesen zu erreichen, muß die Interpolationstechnik verfeinert werden. Dazu eignet sich zum Beispiel die Verwendung eines FIR-Filters in Frequenzrichtung. Dieses Filter muß die normierte Grenzfrequenz $f_{gr} = 1/6$ und eine Verstärkung von $v = 3$ besitzen (Interpolationsfilter). Ein solches Filter soll im folgenden untersucht werden.

Das hier beschriebene Filter ist ein 15 Tap FIR-Filter. Solche Filter sind in integrierter Bauform verfügbar. Wird eine FIR-Filterung in Frequenzrichtung durchgeführt, so muß zum einen die Verzögerung des FIR-Filters in Höhe der halben Koeffizientenanzahl durchgeführt werden, zum anderen muß das Einschwingverhalten an den Bandgrenzen berücksichtigt werden. Hier werden die Randwerte um die Bandgrenze gespiegelt. Die Koeffizienten des Filters werden hier durch ein Hamming-Fenster geglättet. Real- und Imaginärteil der Kanalübertragungsfunktion werden separat gefiltert und die Filterung in jedem OFDM-Symbol durchgeführt. Nach 4 Symbolen ist dann jeder 3. Eingangswert des Filters ungleich 0. In jedem OFDM-Symbol wird lediglich jede 4. Stützstelle überschrieben. Die Fig. 4 zeigt die Leistungsfähigkeit einer solchen Interpolation im AWGN-Kanal.

Der Verlust gegenüber der optimalen Kanalschätzung ist jedoch noch erheblich, ca. 3 dB. Um diesen Abstand zu verkleinern, ist eine zusätzliche Filterung in zeitlicher Richtung notwendig. Durch eine solche zeitliche Filterung läßt sich eine Störreduktion auf den Stützstellen der Frequenzinterpolation erreichen. Führt man jedoch eine zeitliche Filterung ebenfalls mit einem FIR-Filter durch, so müssen entsprechend der halben Koeffizientenanzahl OFDM-Symbole zwischengespeichert werden (Filterverzögerung). Um diesen Aufwand zu umgehen, kann die Filterung erfindungsgemäß durch rekursive (IIR) Strukturen durchgeführt werden. Hierzu können die Stützstellen (scattered pilots) durch einen IIR-Filter 1. Ordnung gefiltert werden. Diese Filterung kann jedoch implizit in das FIR-Filter für die Frequenzinterpolation integriert werden. Dieser Algorithmus wird im folgenden als IIRFIR-Filterung bezeichnet und beschreibt eine erfindungsgemäße Vorgehensweise, wie sie z. B. mit der Anordnung gemäß Fig. 1 durchgeführt werden kann.

Für den erfindungsgemäßen IIRFIR-Algorithmus wird wiederum ein 15 Tap FIR-Filter eingesetzt. Die normierte Grenzfrequenz beträgt $f_{gr} = 0,2$, die Verstärkung beträgt $v = 1$. Die Ausgangsdaten des Filters werden in den Eingangsdatenspeicher zurückgeschrieben und lediglich die im nächsten OFDM-Symbol vorhande-

nen Stützstellen in Eingangsspeicher überschrieben. Mit Hilfe dieses Algorithmus kann durch die mathematische Ausführung eines FIR-Filters eine Filterung in Zeit- und Frequenzrichtung durchgeführt werden, es muß lediglich ein OFDM-Symbol zwischengespeichert werden. Die Leistungsfähigkeit dieses Algorithmus wird im folgenden gezeigt:

Die Auflösung des Verfahrens in Zeitrichtung wird durch die Grenzfrequenz des rekursiven Anteils bestimmt. Um diese Grenzfrequenz zu bestimmen, wird die Sprungantwort des IIRFIR-Filters bestimmt. Dazu werden in aufeinander folgenden Symbolen jeweils drei aufeinander folgende Ausgangswerte des Filters gemittelt. Die so simulierte Sprungantwort ist in der Fig. 5 gezeigt.

Die Sprungantwort eines IIR-Filters 1. Ordnung entspricht der eines analogen Tiefpasses 1. Ordnung.

Approximiert man die durch Simulation gewonnene Kurve durch die Funktion der Sprungantwort eines analogen Tiefpasses, läßt sich die Grenzfrequenz dieses Tiefpasses bestimmen zu:

$$f_{gr, \text{Zeit}} = P2 / (2 \pi T_{\text{symbol}})$$

Berechnet man den Parameter P2, so erhält man $P2 = 1/9$. Dies ergibt sich aus der Betrachtung, daß innerhalb eines Symboles eine Stützstelle mit dem Faktor $1/12$ eingeht, nach 4 Symbolen ist jeder 3. Eingangswert eine Stützstelle.

Für die 2K-FFT ergibt sich somit eine Grenzfrequenz in zeitlicher Richtung von $f_{gr} = 60$ Hz.

Die Übertragungsfunktion der Filterung in zeitlicher Richtung ergibt sich aus der Fouriertransformierten der Sprungantwort. Sie ist in Fig. 6 gezeigt.

Die Auflösung in spektraler Richtung wird neben dem in Abschnitt 2.1 beschriebenen Sachverhalt durch den Amplitudenfehler des Filters bestimmt. Ein weiterer Aspekt ist der Einfluß von Aliasfrequenzen in der Übertragungsfunktion (spektrale Richtung). Der Aliaseneffekt kann durch das Verschieben des FFT-Fensters in der Simulation bestimmt werden. Jeder Versatz um einen Abtastwert bewirkt eine Phasendrehung um 2π über das Spektrum. Der Realteil der Kanalübertragungsfunktion liegt zwischen $+1$ und -1 , ebenso der Imaginärteil. Die Übertragungsfunktion in spektraler Richtung zeigt Fig. 7.

Die Auflösung ist nicht durch einen Mischvorgang erhöht worden. Die Anzahl der Phasendrehungen über das Spektrum beträgt hier maximal $3/8 \cdot \text{Guard}$ (in Abtastwerten). Es tritt kein Aliasfehler auf. Für $1/2 \cdot \text{Guard}$ Phasendrehungen ergibt eine Funktion gemäß Darstellung in Fig. 8.

Die grundsätzliche Auflösung an Phasendrehungen über das Spektrum ergibt sich zu:

$N = \text{FFT-Länge} / 6 \cdot 3/4$ ohne Mischvorgang, und
 $N = \text{FFT-Länge} / 3 \cdot 3/4$ mit Mischvorgang vor der Filterung.

Die Filterkoeffizienten müssen also so optimiert werden, daß der Amplitudengang bis zur 'Frequenz' $= 1/2 \cdot \text{Guard}$ nahe bei 1 liegt und das Filter gleichzeitig eine hohe Flankensteilheit besitzt.

Schließlich zeigt Fig. 9 den Vergleich zwischen optimaler Kanalschätzung, FIR-Filterung in Frequenzrichtung und der erfindungsgemäßen IIRFIR-Filterung.

Der Verlust gegenüber der optimalen Kanalschätzung beträgt lediglich ca. 1 dB.

Das vorstehend beschriebene, erfindungsgemäße IIRFIR-Verfahren ermöglicht die Realisierung einer

Anzahl von Vorteilen: So sind insbesondere erfindungsgemäß eingesetzte FIR-Filterbausteine günstig in integrierter Form beschaffbar. Wie vorstehend dargelegt, stellt zudem das beschriebene Verfahren erheblich geringere Anforderungen an die Rechenleistung eines zur Kanalschätzung eingesetzten Prozessors, und auch der Speicheraufwand — da durch den in Fig. 1 gezeigten Speicher 12 lediglich die komplexe Datenmenge entsprechend einem OFDM-Symbol gespeichert werden muß — ist deutlich niedriger und wirkt sich in Herstellungskosten aus.

Insgesamt läßt sich also vorteilhaft im Rahmen der vorliegenden Erfindung die faktisch durchgeführte zweidimensionale Filterung (also sowohl in Zeit- als auch in Frequenzrichtung) in einem rekursiven, komplexen Rechenschritt durchführen, wofür, entsprechend auch nur ein Paar von Filtern notwendig ist.

Andererseits ergibt sich aus der vorstehenden Darstellung, daß die beabsichtigte und rekursiv erreichte Tiefpaß-Filterwirkung in Zeitrichtung letztendlich durch die Anordnung der Referenzträger vorgegeben ist, so daß insoweit die Designmöglichkeiten eingeschränkt sind und für diese Filterung kein Freiheitsgrad mehr besteht. Allerdings sollte bei geeigneter Dimensionierung der Filteranordnung sich dieser scheinbare Nachteil praktisch nicht auswirken.

Alternativ ist es erfindungsgemäß möglich, die vorstehend beschriebenen Ausführungen der Erfindung mit Hilfe anderer Koordinatensysteme für die Daten zu realisieren; beispielsweise mit Polarkoordinaten (also z. B. Betrag/Phase) anstatt der beschriebenen kartesischen Koordinaten (Re, Im).

Patentansprüche

1. Verfahren zum kontinuierlichen Verarbeiten eines Multiträger-Empfangssignals (S'), welches als Symbol einer Mehrzahl von benachbarten Träger-signalen aufgebaut ist und über einen mit einem Übertragungsfaktor (H) beschreibbaren Übertragungskanal übertragen wird, mit den Schritten:
 - Erzeugen eines Referenz-Übertragungsfaktors (H_{ref}) für einen Referenzträger des Multiträger-Empfangssignals;
 - Ermitteln von Übertragungsfaktor-Schätzwerten für dem Referenzträger im Referenzbereich benachbarte Nutzsignalträger des Multiträger-Empfangssignals durch Filterung des Referenz-Übertragungsfaktors und
 - Verwenden der Übertragungsfaktor-Schätzwerte zum Ermitteln eines von Einflüssen des Übertragungskanals i.w. bereinigten Nutzsignals (S), dadurch gekennzeichnet, daß das Ermitteln der Übertragungsfaktor-Schätzwerte die Schritte aufweist:
 - Filtern des Referenz-Übertragungsfaktors mit einer in Frequenzrichtung wirkenden Tiefpaßeinrichtung und
 - Rückkoppeln eines Ausgangssignals der Tiefpaßeinrichtung zum Erreichen einer zusätzlich in Zeitrichtung wirksamen Tiefpaßfilterung des Differenz-Übertragungsfaktors.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Multiträger-Empfangssignal, der Differenz-Übertragungsfaktor und die Übertragungsfaktor-Schätzwerte komplexe Größen sind und das Ermitteln der Übertragungsfaktor-Schätzwerte durch getrenntes Verarbeiten der Real- und

Imaginärteile der komplexen Größen erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Ermitteln der Übertragungsfaktor-Schätzwerte die Schritte aufweist:

- Speichern des Referenz-Übertragungsfaktors in einer Speichereinheit und
- Rückschreiben der gefilterten Werte des Referenz-Übertragungsfaktors in die Speichereinheit.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, gekennzeichnet durch den Schritt:

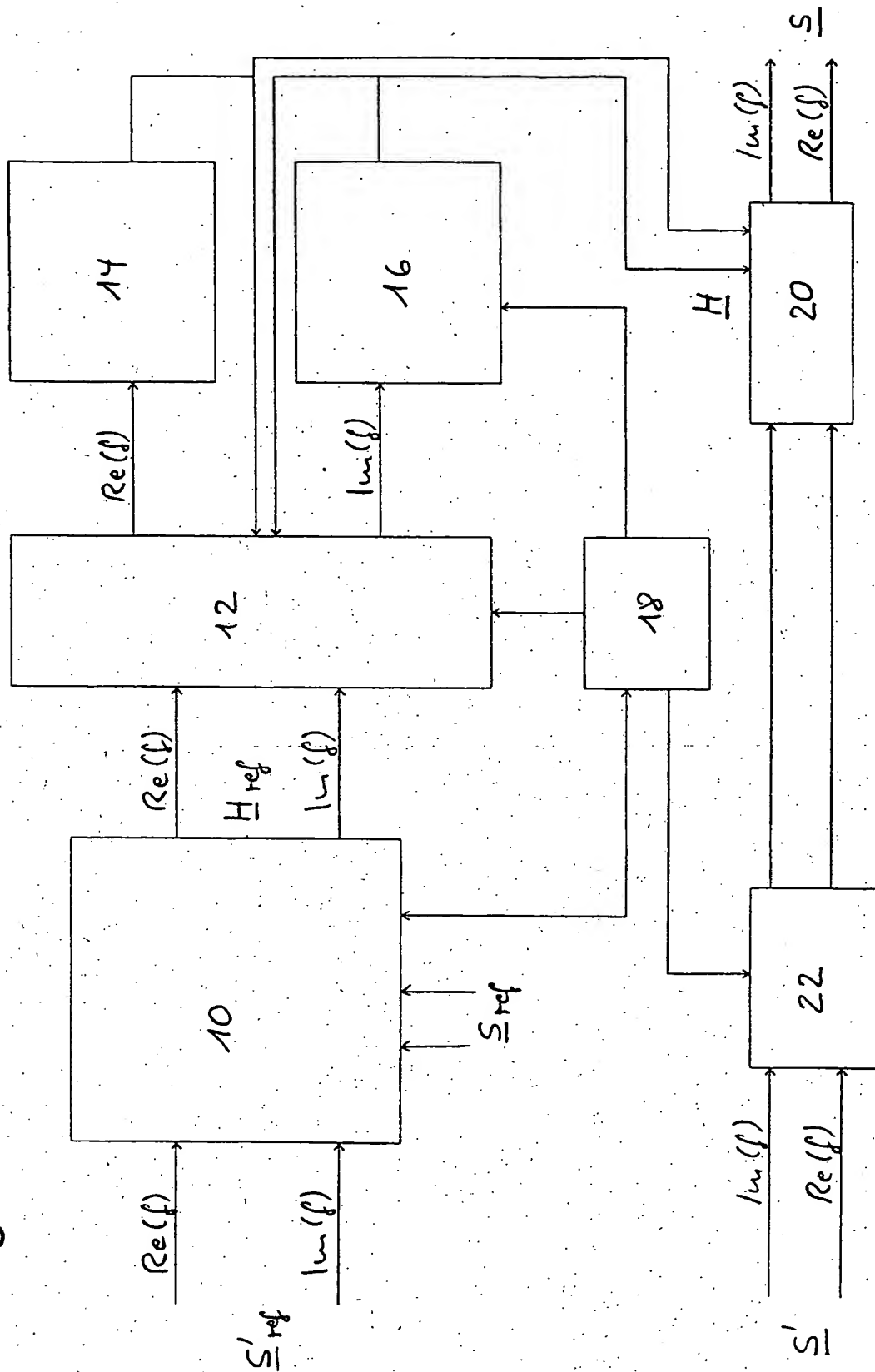
- Verändern einer Relativposition des Referenzträgers im Symbol bezogen auf die Frequenzrichtung für aufeinanderfolgende Symbole des Multiträger-Empfangssignals.

5. Vorrichtung zum kontinuierlichen Verarbeiten eines Multiträger-Empfangssignals, welches als Symbol einer Mehrzahl von benachbarten Träger-signalen aufgebaut ist und über einen mit einem Übertragungsfaktor beschreibbaren Übertragungskanal übertragen wird, insbesondere zur Durchführung des Verfahrens nach dem Patentanspruch 1, mit

- einer zum Empfangen eines Referenzträgers des Multiträger-Empfangssignals und zum Bestimmen eines Referenz-Übertragungsfaktors daraus ausgebildeten Verarbeitungseinheit (10),
 - einer mit der Verarbeitungseinheit (10) zum Speichern des Referenz-Übertragungsfaktors sowie von Übertragungsfaktor-Schätzwerten für dem Referenzträger in Frequenzrichtung benachbarte Nutzsignalträger eingerichteten Speichereinheit (12) und
 - einer zum Filtern von in der Speichereinheit (12) gespeicherten Werten ausgebildeten Tiefpaß-Filtereinrichtung (14, 16), die zum Ausführen einer Tiefpaßfilterung in Frequenzrichtung eingerichtet ist, dadurch gekennzeichnet, daß ein Ausgang der Tiefpaß-Filtereinrichtung (14, 16) mit einem Eingang der Speichereinheit (12) rückgekoppelt und zum Überschreiben von Speicherwerten der Speichereinheit mit gefilterten Werten der Tiefpaß-Filtereinrichtung (14, 16) ausgebildet ist.
6. Vorrichtung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Speichereinrichtung (12) so ausgelegt ist, daß Referenz-Übertragungsfaktoren und Übertragungsfaktor-Schätzwerte von nur einem Symbol des Multiträger-Empfangssignals gespeichert werden.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

Fig.1



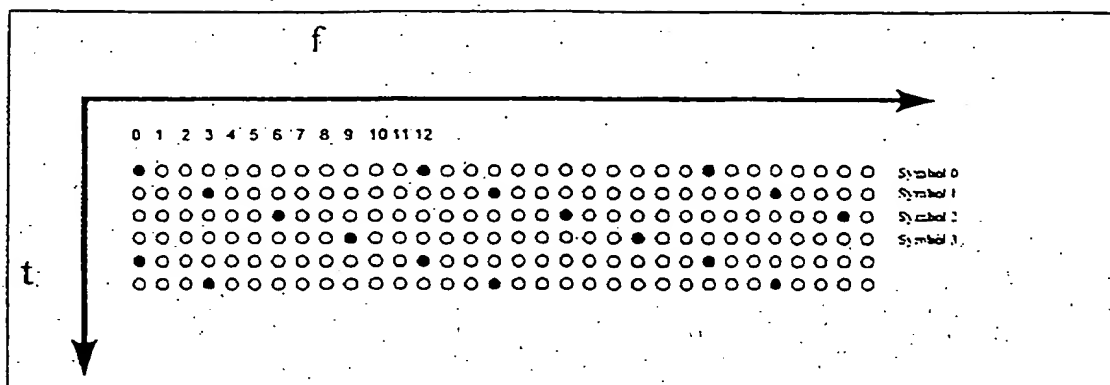


Fig. 2

Fig. 3

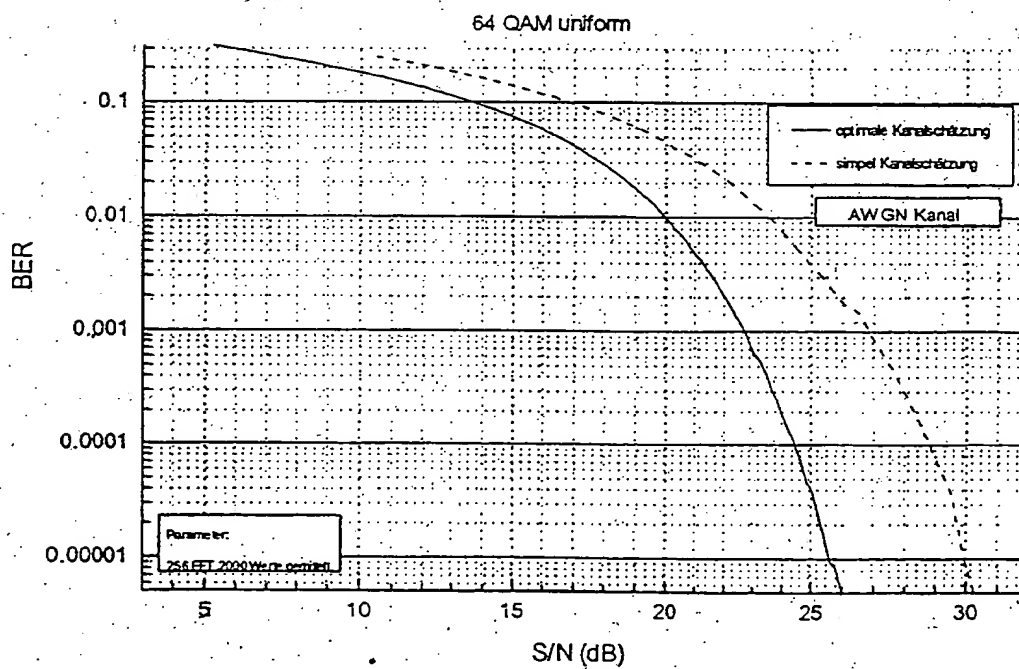


Fig. 4

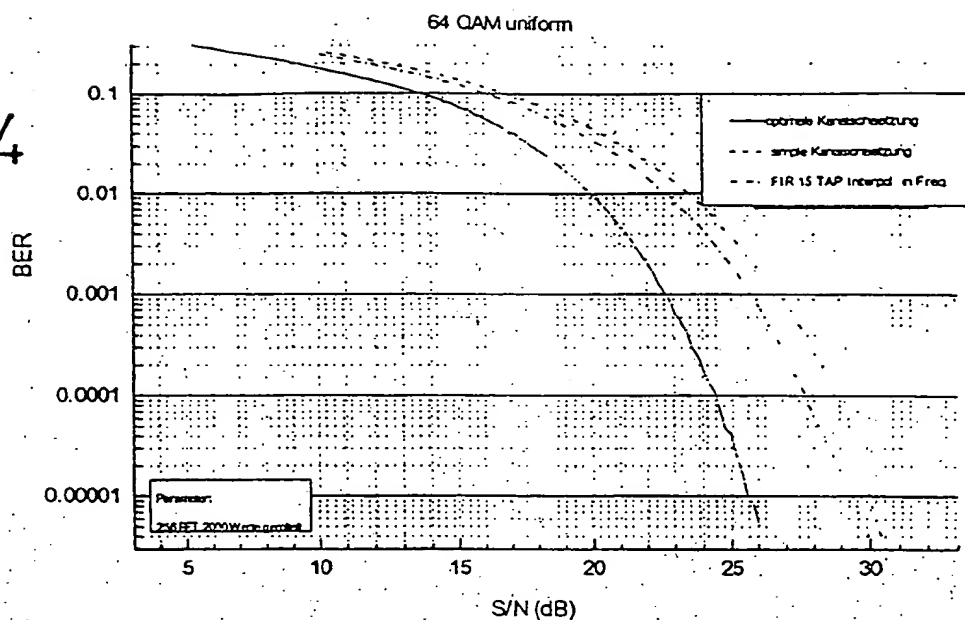


Fig. 5

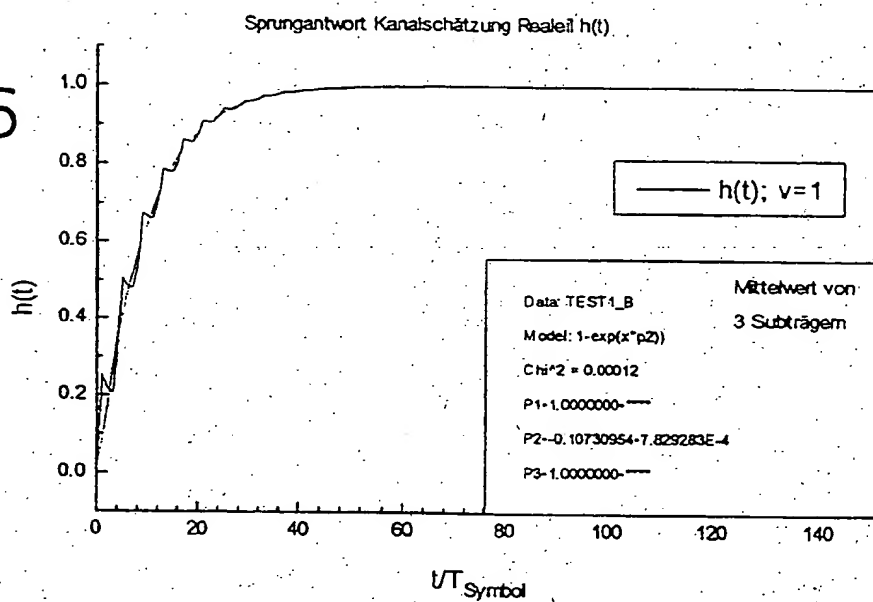


Fig. 6

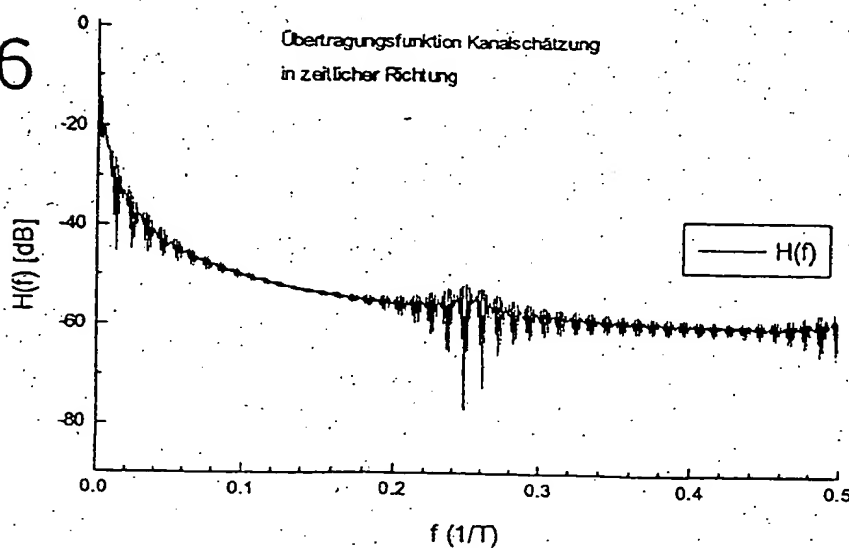


Fig.7

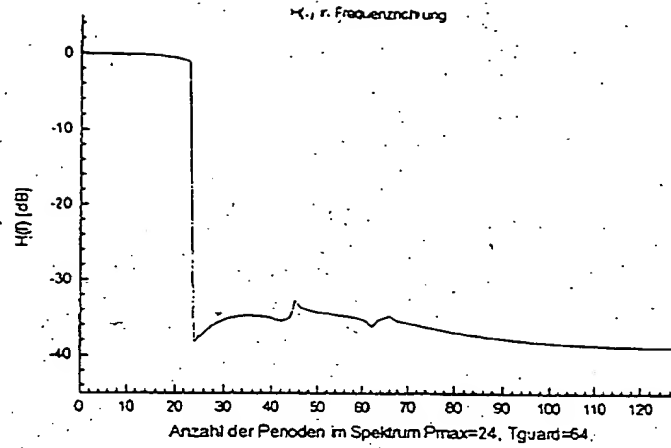


Fig.8

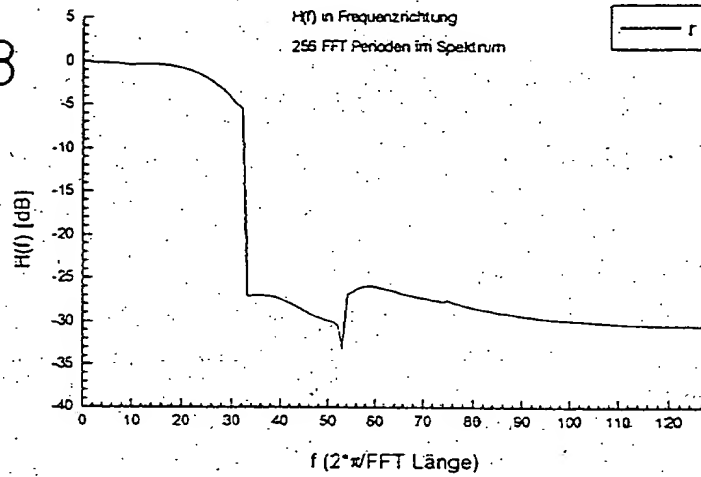
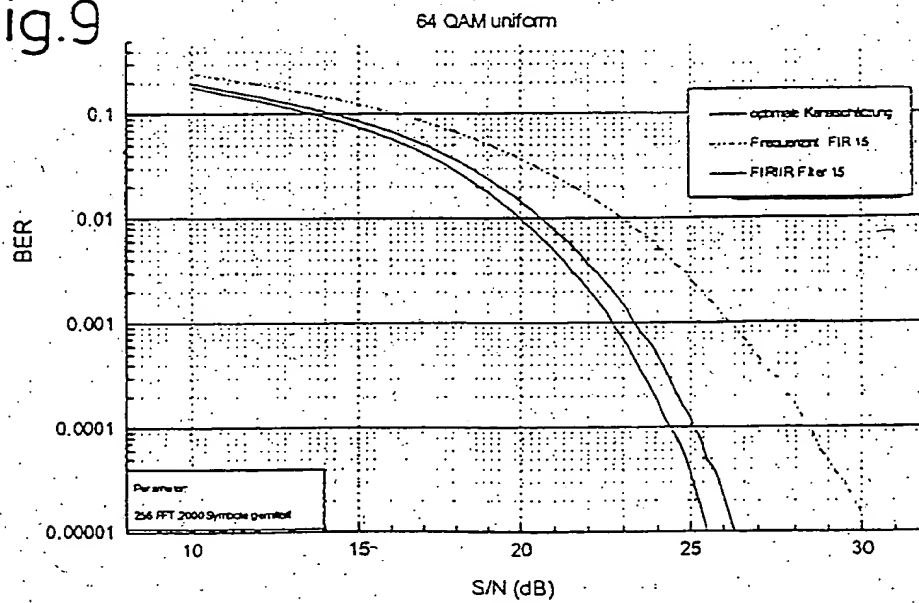


Fig.9



DE4319217

The transmission and/or reception of digital data on a plurality of sub-carriers which are orthogonal in relation to one another using a differential modulation method for the data signals on the sub-carriers and an inverse Fourier transformation of the modulated signals prior to transmission can be achieved within a conventional television bandwidth even in the case of very high data volumes, such as those required, for example, for the transmission of high-resolution television signals, if modulation with different phases as well as different amplitudes is used to segregate the data on the sub-carriers.

Fig. 2 illustrates the transmitted HF signal being supplied in a conventional manner to a mixer 14, mixing the received signal onto a processing frequency and separating thereby the signal portions RE and IM from one another, so that they are processed in separate channels. The signal portions are supplied to an analog digital converter 15a, 15b and are provided in a digitalised form via a buffer memory 16 to digital forming filters 17a, 17b.

A synchronisation signal may extend over the entire signal interval, including a guard interval. Further, the synchronisation signal may have within the guard interval a much higher amplitude as compared to the rest of the signal interval.

Fig. 2 shows two digital forming filters 17a and 17b and a buffer 18 for buffering the signal.

DE19618561

The method involves generating a reference transmission factor (H_{ref}) for a reference carrier (S_{ref}) of a multicarrier receiving signal (S') using a multiprocessor (10). Estimates of the transmission factor (H) which describes a transmission channel are determined for a desired carrier by filtering the reference transmission factor. The estimation is used to determine a desired signal (S) which is influenced by the transmission channel. The estimation involves filtering the reference transmission factor using a low pass unit (14,16) which acts in frequency direction. The output signal of the low pass unit is fed back to additionally low pass filter the difference transmission factor.